

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
 INSTITUT NATIONAL
 DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
 PARIS

(11) N° de publication : 2 810 175
 (à n'utiliser que pour les commandes de reproduction)

(21) N° d'enregistrement national : 00 08688

(51) Int Cl⁷ : H 04 B 7/04, H 04 L 1/06, H 03 M 13/41

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 04.07.00.

(30) Priorité : 09.06.00 FR 00007452.

(71) Demandeur(s) : THOMSON CSF Société anonyme — FR.

(72) Inventeur(s) : FERREOL ANNE et BALP HUGUES.

(43) Date de mise à la disposition du public de la demande : 14.12.01 Bulletin 01/50.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : Se reporter à la fin du présent fascicule

(60) Références à d'autres documents nationaux apparentés :

(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire(s) : THALES "INTELLECTUAL PROPERTY".

(54) SYSTEMES ET PROCEDES DE TRANSMISSION NUMERIQUE A CODAGE ESPACE-TEMPS.

(57) L'invention concerne la transmission numérique de signaux. En particulier, elle concerne la transmission haut débit à l'aide d'une architecture à codage espace-temps adapté à tous types de canaux de propagation.

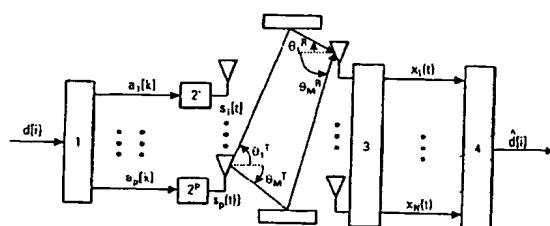
A cet effet, l'invention propose un système d'émission de signaux numériques comportant :

un codeur espace-temps (1) recevant un flux de données à émettre $d[i]$, mettant ces données $d[i]$ sous forme de vecteurs de symboles $v[k]$ de dimension P ($P > 1$) et délivrant lesdits vecteurs de symboles $v[k]$, et P modulateurs-émetteurs $\{2^P\}$ ($1 \leq p \leq P$), recevant chacun une des composantes du vecteur de symboles $m[k]$ en sortie du codeur espace-temps (1), appliquant la constellation d'une modulation pré-déterminée audit symbole $m_p[k]$, et transformant le symbole $a_p[k]$ obtenu en un signal $s_p(t)$ présentant une diversité temporelle émis sur ladite antenne (2^P) relié au dit émetteur (2^P) .

Pour démoduler en parallèle les Q signaux de l'observation spatio-temporelle

$$y(t = kT_s + i) = \sum_{j=0}^{j-1} H_y(jT_s + i) \cdot a[k - j] + b_y(t)$$

où $a[k]$ est le vecteur de symboles émis à l'instant $t = kT_s + i$, $H_y(t)$ la fonction de transfert tenant compte au moins les filtres d'émission-réception, de modulation, de canal et les gains d'antennes d'émission-réception et $b_y(t)$ le bruit, l'invention propose un estimateur-démodulateur adapté bi-dimensionnel.



L'invention concerne la transmission numérique de signaux. En particulier, elle concerne la transmission haut débit à l'aide d'une architecture à codage espace-temps adaptée à tous types de canaux de propagation.

5

Classiquement la transmission numérique de signaux est effectuée à l'aide d'un système formé avec une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception. L'objectif est d'améliorer le débit de transmission, c'est à dire de transmettre des bits de donnée (ou symboles) 10 entre un système d'émission et un système de réception avec un débit de données très élevé. Pour cela, les Bell Labs ont proposé l'architecture BLAST (abréviation anglo-saxonne de Bell Labs Layered Space-Time, ou architecture à codage espace-temps en français) qui utilise à l'émission un système de $P > 1$ antennes transmettant des symboles indépendants et à la 15 réception un système de $N \geq P$ antennes.

La figure 1 présente un système d'émission-réception d'architecture BLAST. Les données $d[i]$ à transmettre sont codées sous forme de vecteurs de symboles $\underline{a}[k] = [a_1[k] \dots a_P[k]]^T$ par le codeur espace-temps 1. Le symbole $a_p[k]$ est le $k^{\text{ème}}$ symbole émis par le $p^{\text{ème}}$ émetteur 2^p 20 ($1 \leq p \leq P$).

Le vecteur de symboles $\underline{a}[k]$ est de dimension P correspondant au nombre P d'antennes du réseau d'antennes d'émission. Ces vecteurs de symboles $\underline{a}[k]$ sont traités puis émis sous la forme de vecteurs de signaux $\underline{s}(t)$ de dimension P par les P modulateurs-émetteurs $\{2^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$ sur son 25 réseau d'antennes d'émission $\{24^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$.

Le modèle de signal de l'expression ci-dessous utilisé dans l'architecture BLAST est celui d'un signal sans mémoire temporelle. En effet, le signal $\underline{s}[k]$ des symboles émis à l'instant k dépend uniquement des symboles $\underline{a}[k]$ émis au même instant par les P modulateurs-émetteurs $\{2^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$.

$$\underline{s}(k) = \begin{bmatrix} s_1(k) \\ \vdots \\ s_P(k) \end{bmatrix} = [h_1 \dots h_P] \cdot \begin{bmatrix} a_1(k) \\ \vdots \\ a_P(k) \end{bmatrix} = \underline{h}(k) \cdot \underline{a}(k)$$

où h_p est le filtre d'émission du $p^{\text{ème}}$ émetteur.

Dans ces conditions, le débit de données peut être augmenté d'un facteur P car P trains de symboles indépendants sont transmis en parallèle. Les signaux $\underline{s}(t)$ ainsi émis suivent M trajets ($M \geq 1$) et sont reçus par les N antennes du réseau d'antennes de réception. Le récepteur 3 délivre le vecteur de signaux $\underline{x}(t)$, de dimension N , reçu par son réseau d'antennes associé au décodeur espace-temps 4 capable d'estimer, démoduler et décoder les symboles $\underline{a}[k]$ émis, desquels il déduit une estimation des données $d[i]$ émises.

En supposant que le signal transmis est une modulation linéaire et que l'on reçoit ce signal au rythme symbole, la relation d'entrée-sortie entre les émetteurs et les récepteurs est la suivante:

$$\underline{x}(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} a_1(k) \\ \vdots \\ a_P(k) \end{bmatrix} + \underline{b}(k) = \mathbf{H} \cdot \underline{a}(k) + \underline{b}(k)$$

où $\underline{a}[k]$ est un vecteur comportant les symboles émis en parallèle, \mathbf{H} la fonction de transfert entre l'émission et la réception, $\underline{x}[k]$ un vecteur comportant les signaux reçus et $\underline{b}[k]$ le bruit additif.

Le décodeur espace-temps 4 comporte un système de traitement du signal capable d'estimer les symboles $a_p[k]$. Pour estimer le $p^{\text{ème}}$ symbole $a_p[k]$ à partir de l'équation ci-dessus, le filtrage spatial suivant est réalisé: $\hat{a}_p(k) = \underline{w}_p^\dagger \cdot \underline{x}(k)$.

Pour estimer le vecteur de pondération \underline{w}_p , l'article "An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel" de Wolniansky, Foschini, Golden et Valenzuela, Proc. ISSE-98, Pise, Italie, 29 Sep. 1998 rappelle deux de ces techniques linéaires classiques d'estimation détection utilisant l'algorithme BLAST estimant ce filtre. Ainsi en posant $\mathbf{H} = [\underline{h}(1) \dots \underline{h}(p)]$, les deux techniques suivantes peuvent être effectuée:

- la technique d'annulation de brouilleur: \underline{w}_p est la solution au système d'équation $\underline{w}_p^\dagger \underline{h}(i) = \delta_{pi}$ pour $1 \leq i \leq P$. Le signe δ_{pi} est le symbole de Kronecker vérifiant $\delta_{pi}=1$ pour $p=i$ et $\delta_{pi}=0$ pour $p \neq i$.
- la technique maximisant le rapport signal sur bruit et brouilleur: Le filtre spatial doit maximiser l'énergie de $\hat{a}_p[k]$ sachant que le symbole

utile est alors $a_p[k]$ et les symboles brouilleurs sont les autres symboles $a_i[k]$ tel que $i \neq p$.

Après estimation de $\hat{a}_p[k]$, l'état du symbole $\hat{a}_p[k]$ est détecté et le symbole $\hat{a}[k]$ en est déduit. En présence d'une BPSK (abréviation anglo-saxonne de Bi-Phase Shift Keing modulation, c'est à dire modulation de phase à deux états), la décision est effectuée entre les phases 0 ou π du symbole estimé $\hat{a}[k]$. Une fois décidé, le symbole décodé $\hat{a}[k]$ est démodulé, le symbole démodulé vaut 1 ou -1.

Cette technique linéaire est une réadaptation au cas de l'architecture BLAST de la technique d'égalisation linéaire de type MMSE (abréviation anglo-saxonne de Minimum Mean Square Error traduit en français par minimisation de l'erreur quadratique moyenne). Dans ce cas, un filtre spatial, donc toujours unidimensionnel, est utilisé à la place du filtre temporel pour réaliser l'estimation.

Pour améliorer la technique linéaire, un algorithme de type DFE (abréviation anglo-saxonne de Decision Feed-back Equalization, ou égalisation à retour de décision en français) est réalisé pour effectuer le filtrage spatial de manière non linéaire. Dans ces conditions, les composantes du vecteur de symboles $\underline{a}[k]$ sont estimés un à un, le symbole $a_p[k]$ estimé et détecté étant retranché au vecteur d'observation spatiale $\underline{x}[k]$ avant d'estimer le symbole $a_{p+1}[k]$ suivant.

La société Bell Labs a conçu deux techniques basées sur ce principe. La première appelée V-BLAST est décrite dans l'article "An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel" de Wolniansky, Foschini, Golden et Valenzuela, Proc. ISSE-98, Pise, Italie 29 Sep. 1998.

A chaque instant k , toutes les composantes $a_p[k]$ du vecteur symbole $\underline{a}[k]$ sont estimées et détectées. En considérant le temps k comme abscisse et l'indice p du capteur d'émission comme ordonnée, l'estimation-détection est donc effectuée dans le sens vertical d'où le nom de V-BLAST. En posant $H=[h(1) \dots h(p)]$, l'estimation-détection est effectuée dans le sens $\{p_1, p_p\}$ tel que $h(p_1)^\dagger h(p_1) > \dots > h(p_p)^\dagger h(p_p)$. Ainsi, l'algorithme d'estimation-détection V-BLAST s'effectue suivant les étapes suivantes :

Initialisation: $i=1$ et $\underline{x}^1[k]=\underline{x}[k]$,

35 *A l'étape i :* Estimation et détection du symbole $a_p[k]$:

$$\hat{a}_{pi}(k) = \underline{w}_{pi}^\dagger \cdot \underline{x}^i(k) \Rightarrow \tilde{a}_{pi}(k)$$

Annulation du symbole $\tilde{a}_{pi}(k)$ des observation $\underline{x}[k]$:

$$\underline{x}^{i+1}[k] = \underline{x}^i[k] - \underline{h}(p_i) \tilde{a}_{pi}(k)$$

Arrêt: Passage à l'instant suivant $k=k+1$, lorsque $i=P$,

5 La seconde technique a fait l'objet de deux brevets européens EP 0 817 401 et EP 0 951 091. L'algorithme d'estimation-détection non-linéaire décrit, l'algorithme D-BLAST, ne diffère de l'algorithme précédent V-BLAST que par le sens de l'estimation-détection des symboles $\tilde{a}_{pi}(k)$ diagonal et non plus vertical.

10 L'estimation-détection non-linéaire V-BLAST et D-BLAST ne peut être réalisée que dans certaines conditions. Ces conditions sont :

- une modulation linéaire sans mémoire temporelle,
- une démodulation sur des signaux échantillonnés au rythme symbole,
- l'émission de symboles indépendants synchrones par les P modulateurs-émetteurs,
- 15 • un nombre de récepteurs supérieur ou égal au nombre d'émetteurs ($N \geq P$),
- un réseau d'antennes d'émission-réception soit non-colocalisées, soit colocalisées avec un nombre d'émetteurs inférieur ou égal au nombre de trajets ($P \leq M$), sachant qu'un réseau d'antennes d'émission-réception colocalisées est un réseau tel que la dimension du réseau d'antennes d'émission et la dimension du réseau d'antennes de réception sont très inférieures à la distance entre le réseau d'émission et le réseau de réception.

20 25 La relation entre les symboles émis et les symboles reçus est, donc, uniquement spatiale.

La présente invention permet de pallier ou, pour le moins, de réduire ces inconvénients, en proposant un système d'émission de P modulateurs-émetteurs émettant des symboles pouvant être estimés à la réception avec des réseaux d'antennes d'émission et de réception colocalisées quelles que soient les conditions d'émission-réception et de propagation (modulation, perturbation...).

30 35 Un premier objectif est, donc, de pouvoir aussi estimer les P trains de symboles émis dans le cas d'un canal de propagation faiblement

perturbé. La relation entre les symboles émis et les symboles reçus est uniquement spatiale et, dans le cas d'un canal de propagation faiblement perturbé, la diversité spatiale est inexistante ou quasi inexistante.

5 C'est pourquoi, l'invention propose un système d'émission de signaux numériques comportant:

- un codeur espace-temps recevant un flux de données à émettre $d[i]$, mettant ces données $d[i]$ sous forme de vecteurs de symboles $\underline{m}[k]$ de dimension P ($P > 1$) et délivrant lesdits vecteurs de symboles $\underline{m}[k]$, et
- 10 • P modulateurs-émetteurs $\{2^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$, recevant chacun une des composantes du vecteur de symboles $\underline{m}[k]$ en sortie du codeur espace-temps, appliquant la constellation d'une modulation pré-déterminée aux symbole $m_p[k]$, et transformant le symbole $a_p[k]$ obtenu en un signal $s_p(t)$ émis sur ladite antenne reliée au dit émetteur

15 caractérisé en ce que les émetteurs sont adaptés pour émettre les signaux $s(t)$ avec une diversité temporelle.

20 Ce système d'émission fonctionnant, par exemple, grâce à un procédé d'émission de signaux numériques comportant :

- une étape de codage espace-temps comportant au moins la mise sous forme de vecteurs de symboles $\underline{m}[k]$ de dimension P ($P > 1$) du flux de données à émettre $d[i]$, et
- une étape de modulation-émission comportant au moins:
 - l'application en parallèle de la constellation d'une modulation pré-déterminée aux P symboles $\underline{m}[k]$,
 - l'émission en parallèle des P signaux $s(t)$ obtenus à partir des symboles constellés $a[k]$ en P points spatialement distincts,

25 caractérisé en ce que l'étape de modulation-émission est adaptée pour émettre les signaux $s(t)$ avec une diversité temporelle.

30 Afin d'estimer les P symboles ainsi émis, l'invention a pour objet un estimateur-démodulateur recevant en parallèle N signaux $y(t)$ formés de L échantillons caractérisés en ce que ces signaux $y(t)$ constituent une observation spatio-temporelle car chacune des N composantes spatiales 35 comporte L échantillons.

L'estimateur-démodulateur précédemment décrit utilise, par exemple, à un procédé d'estimation et de démodulation comportant une étape de réception en parallèle de N signaux $\underline{y}(t)$ caractérisé en ce que l'observation $\underline{y}(t)$ est spatio-temporelle car chacune des N composantes 5 spatiales comporte L échantillons.

Les caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description, faite à titre d'exemple, et des figures s'y rapportant qui représentent :

- 10 - Figure 1, un système d'émission-réception avec une architecture de type BLAST selon l'état de l'art,
- Figure 2, un exemple de système d'émission selon l'invention,
- Figure 3a, 3b et 3c, quelques exemples de filtrage par les modulateurs-émetteurs du système d'émission selon l'invention,
- 15 - Figure 4, un exemple de récepteur selon l'invention,
- Figure 5a et 5b, quelques exemples de systèmes d'estimation et de décodage selon l'invention,

Dans un système d'émission-réception selon l'invention, les données 20 utiles $d[i]$ sont mises sous forme de vecteur de dimension P par le dispositif 11 au sein du codeur espace-temps 1, comme le montre la figure 2. Les vecteurs de données $\underline{m}[k]$ ainsi obtenus peuvent, alors, être codés $\{12'...12^P\}$. Aux vecteurs de symboles $\underline{c}[k]$ ainsi obtenus sont ajoutées des séquences d'apprentissage app connues du récepteur au sein du dispositif 25 13. Les symboles $\underline{y}[k]$ ainsi obtenus sont alors modulés par les dispositifs $\{2'...2^P\}$ de modulation et d'émission. Les dispositifs $\{21'...21^P\}$ viennent appliquer la constellation de la modulation choisie (par exemple, la constellation $-1, +1$ dans le cas de la modulation BPSK) et délivrent le vecteur de symboles $\underline{a}[k]$ résultant.

30 Chaque symbole du vecteur $\underline{a}[k]$ ainsi obtenu, les symboles $\underline{a}[k]$ représentant les états de modulation, peut-être mis, grâce au dispositif 22^P du modulateur-émetteur 2^P , sous la forme d'un vecteur de signaux $\underline{u}_p^K(t)$:

$$\underline{u}_p^K(t = kT_s + i) = \begin{bmatrix} u_p(t) \\ \vdots \\ u_p(t - K + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{0}_i \\ a_p[k] \\ \underline{0}_{T_s-1} \\ a_p[k-1] \\ \vdots \end{bmatrix} \text{ pour } 0 \leq i < T_s$$

avec $\underline{0}_T = [0 \ \dots \ 0]^T$ et $\dim(\underline{0}_T) = T \times 1$ avec $T = i$ ou $T = T_s - 1$

où T_s est le temps symbole. La réalisation de ce vecteur $\underline{u}_p^K(t)$ constitue un suréchantillonage des symboles $a_p[k]$ permettant de satisfaire le théorème de Shannon. Le vecteur $\underline{u}_p^K(t)$ est alors filtré par le filtre de mise en forme du dispositif 22^p . Ces filtres $\{22' \dots 22^p\}$ sont les filtres de mise en forme de la modulation choisie (filtre gaussien, par exemple, dans le cas d'une modulation de type GMSK) et/ou le filtre d'émission proprement dit (filtre de mise en forme d'onde de type Nyquist, NRZ...) et/ou tout autre filtre contenu par les modulateurs-émetteurs $\{2' \dots 2^p\}$. Ce dispositif 22^p forme un filtre dont

5 la fonction en temps continu est $h_p(t)$ ($0 \leq t \leq K, \tau \geq 0$):

10 la fonction en temps continu est $h_p(t)$ ($0 \leq t \leq K, \tau \geq 0$):

$$r_p(t - \tau) = \sum_{i=0}^{K-1} h_p(i - \tau) u_p(t - i) = [h_p(-\tau) \dots h_p(K-1 - \tau)] \cdot \begin{bmatrix} u_p(t) \\ \vdots \\ u_p(t - K + 1) \end{bmatrix} = h_p(\tau)^T \underline{u}_p^K(t)$$

Le signal $s_p(t)$ résultant de ce filtrage est émis par la $p^{\text{ième}}$ antenne 24^p du réseau d'antennes d'émission, après passage sous porteuse f_0 grâce au dispositif 23^p . Les signaux $r_p(t)$ modulés par une fréquence porteuse f_0 ,

15 donnent, alors, les signaux d'émission $s_p(t)$, suivant la relation :

$$s_p(t) = r_p(t) * \exp(j2\pi f_0 t),$$

Les P modulateurs-émetteurs $\{2^p\}_{1 \leq p \leq P}$ émettent, alors, des signaux relatifs à des symboles indépendants.

Le dispositif 13 d'ajout de séquence d'apprentissage peut être aussi

20 disposé en amont du dispositif 11, entre le dispositif 11 et les codeurs $\{12' \dots 12^p\}$, ou encore avant ou après les dispositifs d'application de la constellation de la modulation $\{21' \dots 21^p\}$ ou les filtres $\{22' \dots 22^p\}$, etc.

Les modulateurs $\{2' \dots 2^p\}$ peuvent être linéaires ou linéarisables, et à

ou sans mémoire. Pour un modulateur linéaire sans mémoire, le signal $s_p(t)$

25 dépend uniquement des symboles $a[k]$ à l'instant k . Avec une modulation à mémoire temporelle de dimension K , le signal $s_p(t)$ dépend aussi des vecteurs $a[k-1]$ jusqu'à $a[k-K]$ ($K \geq 1$).

Les filtres $\{h_p(t)\}_{(1 \leq p \leq P)}$ sont tous différents les uns des autres afin de permettre au récepteur de fonctionner aussi dans le cas d'un canal de propagation à réseaux d'antennes colocalisées dont le nombre d'émetteurs est supérieur au nombre de trajet ($P \geq M$), en particulier dans le cas d'un canal de propagation mono-trajet.

Les figures 3a, 3b et 3c donnent des exemples de réalisation de ces filtres $\{h_p(t)\}_{(1 \leq p \leq P)}$ différents afin de satisfaire cette condition de diversité temporelle des P modulateurs-émetteurs $\{2^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$.

Cette diversité temporelle peut être créée de diverses manières :

- 10 • en désynchronisant les signaux émis par les P modulateurs-émetteurs $\{2^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$,
- en filtrant par des filtres $\{22^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$ de forme différentes: Nyquist, NRZ, ... les symboles émis par les P modulateurs-émetteurs,
- en transmettant les signaux $s(t)$ émis par les P modulateurs-émetteurs $\{2^p\}_{(1 \leq p \leq P)}$ sur des fréquences porteuses $\{f_p\}_{(1 \leq p \leq P)}$ différentes, le recouvrement de spectre entre les différents émetteurs étant possible contrairement à l'OFDM (abréviation anglo-saxonne de Orthogonal Frequency Division Multiplexing, ou multiplexage à division fréquentielle orthogonale en français)
- 15 • etc.
- 20 • etc.

Dans le cas de la figure 3a, chaque filtre $h_p(t)$ comporte un élément donnant la forme h du filtre et un élément de retard τ_p avec $\tau_1 \neq \tau_2 \neq \dots \neq \tau_P$, tel que $h_p(t) = h(t - \tau_p)$ quelque soit p .

Dans le cas de la figure 3b, les formes h_p des filtres sont toutes différentes les unes des autres ($h_1 \neq h_2 \neq \dots \neq h_P$). Ce peut être soit des filtres Nyquist de roll-off α , soit des filtres NRZ, etc.

$$\text{NRZ: } h_p(t) = \Pi_{T_s}(t), \text{ c'est à dire} \quad h_p(t) = 1 \text{ si } |t| < T_s/2 \\ \text{et} \quad h_p(t) = 0 \text{ si } |t| > T_s/2$$

$$\text{Nyquist de roll-off } \alpha: h_p(t) = \frac{\cos \frac{\pi \alpha t}{T_s}}{1 - 4 \frac{\alpha^2 t^2}{T_s^2}} \sin \left(\frac{\pi t}{T_s} \right)$$

30 Les filtres h_p peuvent, par exemple, tous être des filtres de Nyquist de roll-off α_p différents.

Dans le cas de la figure 3c, chaque filtre $h_p(t)$ comporte un élément donnant la forme h du filtre et un élément permettant de décaler en fréquence le signal $r_p(t)$, avec $h_p(t) = h \cdot \exp(j2\pi f_p t)$, tel que les fréquences étant toutes différentes $f_1 \neq f_2 \neq \dots \neq f_p$.

5 Considérons le cas des réseaux d'antennes d'émission et de réception colocalisées, l'antenne d'émission 24^P du modulateur-émetteur 2^P envoie un signal $s_p(t)$ qui suit, par exemple, M trajets sous la forme de M ondes planes d'incidence θ_m^T ($1 \leq m \leq M$) que les N antennes de réception du récepteur 3 reçoivent sous la forme de M ondes planes d'incidences θ_m^R 10 comme le montre la figure 1.

Dans ces conditions, les signaux $\underline{x}(t)$ observés par le récepteur 3 du récepteur de la figure 4 s'écrivent de la façon suivante:

$$\underline{x}(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=1}^M \rho_m \cdot G_p(\theta_m^T) \cdot d(\theta_m^R) \cdot s_p(t - \tau_m) + \underline{b}(t)$$

où τ_m et ρ_m sont respectivement le retard et l'atténuation du $m^{\text{ième}}$ trajet par rapport au trajet direct. Le signal $s_p(t)$ est fonction des symboles émis $\underline{a}[k]$ 15 contenu dans les vecteurs $\underline{u}_p^K(t)$ selon les relations données lors de la description de la figure 2. Le signal $\underline{x}(t)$ s'écrit, alors, en fonction des vecteurs de symboles $\underline{u}_p^K(t)$ pour $1 \leq p \leq P$:

$$\underline{x}(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=1}^M \rho_m \cdot G_p(\theta_m^T) \cdot d(\theta_m^R) \cdot h_p(\tau_m) \cdot \underline{u}_p^K(t) + \underline{b}(t) = \sum_{p=1}^P H_p \cdot \underline{u}_p^K(t) + \underline{b}(t)$$

20 Cette dernière expression montre que les fonctions de transfert H_p des P modulateurs-émetteurs $\{2^P\}_{1 \leq p \leq P}$ diffèrent par le filtre de fonction $h_p(\tau_m)$ et le gain $G_p(\theta_m^T)$ de l'antenne d'émission 24^P .

L'observation $\underline{x}(t)$ est transmise par les différents dispositifs et filtres de réception $\{31^n\}_{1 \leq n \leq N}$, comportant au moins un dispositif de récupération de 25 porteuse permettant la mise en bande de base du signal reçu, à un fenêtreur 32

$$\begin{aligned} \underline{x}(kT_s + i) &= \sum_{j=0}^{J-1} [H_1(i + jT_s) \ \dots \ H_P(i + jT_s)] \cdot \begin{bmatrix} a_1[k-j] \\ \vdots \\ a_P[k-j] \end{bmatrix} + \underline{b}(t) \\ &= \sum_{j=0}^{J-1} H(i + jT_s) \cdot \underline{a}[k-j] + \underline{b}(t) \end{aligned}$$

où $H_p(j)$ est la $j^{\text{ième}}$ colonne de la matrice H_p .

En effet, pour mieux identifier le vecteur $\underline{a}[k]$, dispositif 32 réalise un fenêtrage de l'observation spatiale $\underline{x}(t)$ tel qu'une observation spatio-temporelle $\underline{y}(t)$ soit obtenue. Sachant que les vecteurs $\underline{x}(kTs+i)$, avec $0 \leq i < Ts$, dépendent des vecteurs de symboles $\underline{a}[k]$ jusqu'à $\underline{a}[k-J+1]$, le vecteur $\underline{y}(t)$ suivant est constitué:

$$\underline{y}(t) = \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}(t-1) \\ \vdots \\ \underline{x}(t+L-1) \end{bmatrix}$$

$$\underline{y}(t = kTs + i) = \begin{bmatrix} \underline{x}(kTs + i) \\ \vdots \\ \underline{x}(kTs + i + L - 1) \end{bmatrix} = \sum_{j=0}^{J-1} \begin{bmatrix} H(jTs + i) \\ H(jTs + i + 1) \\ \vdots \\ H(jTs + i + L - 1) \end{bmatrix} \cdot \underline{a}[k - j] + \underline{b}_y(t)$$

$$\underline{y}(t = kTs + i) = \sum_{j=0}^{J-1} H_y(jTs + i) \cdot \underline{a}[k - j] + \underline{b}_y(t)$$

L'estimateur-démodulateur 33 estime les symboles $\underline{a}[k]$ et détecte leurs états de modulation $\bar{\underline{a}}[k]$ et en déduit par démodulation $\bar{\underline{v}}[k]$. Le dispositif 41 du décodeur espace-temps 4 ôte les séquences d'apprentissage 10 app. Puis le dispositif 42 décode les symboles utiles estimés. Le multiplexeur 43 permet de transformer les vecteurs de symboles décodés de dimension P en un flux de données estimées $\hat{d}[i]$. Le dispositif 41 ôtant les séquences 15 d'apprentissage est placé dans le système de réception suivant la place au sein du système d'émission 1 du dispositif 14 ajoutant ces séquences d'apprentissage.

L'estimateur-démodulateur 33 peut être réalisé par des dispositifs classiques adaptés au modèle de l'expression ci-dessus de l'observation spatio-temporelle $\underline{y}(t)$, c'est à dire bi-dimensionnels. Deux exemples de réalisation sont données par les figures 5a et 5b.

20 La figure 5a montre un estimateur-démodulateur 33 des symboles $\underline{a}[k]$ jusqu'à $\underline{a}[k-J+1]$ au sens des moindres carrés à partir de l'observation $\underline{y}(t)$: algorithme MMSE. Le filtre 331 de Wiener W qui vérifie $\underline{a}[k] = W \cdot \underline{y}(t)$ est tout d'abord estimé par le dispositif 334 d'estimation de coefficient de filtre à partir des séquences d'apprentissage app, puis, dans un second temps, 25 appliqué en dehors de ces séquences d'apprentissage aux observations

spatio-temporelles $\underline{y}(t)$ pour estimer les symboles des vecteurs $\underline{a}[k-j]$, ($0 \leq j \leq J-1$), dont l'état de modulation est ensuite détecté par les détecteurs 332 et enfin démodulé par le démodulateur 333.

La figure 5b montre un estimateur-démodulateur 33 utilisant les 5 signaux $\underline{\tilde{a}}[k-Q+1] \dots \underline{\tilde{a}}[k-J+1]$ préalablement estimés et démodulés pour estimer au sens des moindres carrés les Q derniers $\underline{a}[k] \dots \underline{a}[k-Q]$: algorithme de décision à retour dans la boucle (DFE). L'initialisation du filtrage peut se faire par les $(J-Q)$ derniers symboles des séquences d'apprentissage app. Une fois les vecteurs $\underline{a}[k]$ allant jusqu'à $\underline{a}[k-Q]$ estimés, leur état est détecté 10 et les symboles $\underline{\tilde{a}}[k] \dots \underline{\tilde{a}}[k-Q]$ en sont déduits. L'algorithme se résume donc de la manière suivante:

- **Estimation du filtre:** estimation de \mathbf{H}_y à partir de app par le dispositif 334,
- **Initialisation du filtrage:** $\underline{\tilde{a}}[k-Q+1] \dots \underline{\tilde{a}}[k-J+1] = \underline{\text{app}}$,
- 15 • **Instant k:** Formation de $\underline{y}_Q(t)$ grâce au filtre 331B et au sommateur

$$\underline{y}_Q(t) = \underline{y}(t) - \sum_{j=Q}^{J-1} \mathbf{H}_y(jT_s) \cdot \underline{\tilde{a}}[k-j] = \mathbf{H}_y^Q \cdot \underline{\tilde{a}}_Q[k]$$

avec $\underline{\tilde{a}}_Q[k] = [\tau \dots \underline{\tilde{a}}[k-Q-1]]^T$

Estimation de $\underline{a}_Q[k]$ par le filtre 331T

$$\underline{\hat{a}}[k] = \hat{\mathbf{W}}_Q \cdot \underline{y}_Q(t)$$

20 Détection de l'état de modulation des $\underline{\hat{a}}_Q[k]$ par le détecteur 332 $\Rightarrow \underline{\tilde{a}}_Q[k]$

Démodulation des états $\underline{\hat{a}}_Q[k]$ par le démodulateur 333 $\Rightarrow \underline{\hat{v}}[k]$.

L'estimation des coefficients des filtres transverse (331T) et récursifs (331B), respectivement $\hat{\mathbf{W}}_Q$ et $\hat{\mathbf{H}}_y^Q$, peuvent être réalisé :

25 • $\hat{\mathbf{W}}_Q$ avec la même méthode du forçage à zéro (ou zéro-forcing en langue anglo-saxonne) en utilisant et $\hat{\mathbf{H}}_y^Q$

$$\hat{\mathbf{W}}_Q = (\hat{\mathbf{H}}_y^Q \quad \mathbf{H}_y^Q)^{-1} \cdot \mathbf{H}_y^Q$$

30 • $\hat{\mathbf{W}}_Q$ au sens du maximum de vraisemblance avec la méthode de Wiener selon l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{W}}_Q = \mathbf{R}_{app, y} \mathbf{R}_{y, y}^{-1}$$

avec $R_{y,y}$ autocorrélation des observations $y_0(t)$ contenant la séquence d'apprentissage app, et $R_{app,y}$ intercorrélation des observations $y(t)$ contenant la séquence d'apprentissage app et de la séquence d'apprentissage app,

5 • \hat{H}_y^0 est estimé à partir de la matrice $\hat{H}_y = [\hat{H}_y^0 \dots]$. Sachant que la matrice H_y est estimée au sens des moindres carrés :
 $\hat{H}_y = R_{y,app} R_{app,app}^{-1}$,
où $R_{app,app}$, autocorrélation de la séquence d'apprentissage app, et
 $R_{y,app}$, intercorrélation des observations $y(t)$ contenant la séquence
10 d'apprentissage app et de la séquence d'apprentissage app.

Un troisième exemple de réalisation peut être un estimateur-démodulateur 33 comportant un estimateur utilisant un algorithme de type Viterbi recherchant tous les états possibles de l'ensemble $\{a[k] \dots a[k-J+1]\}$ qui minimise l'écart entre $y(t)$ et $H_y a[k]$ et un démodulateur 333 en déduisant $\hat{v}[k]$.

20 Ces trois exemples de réalisation ne sont pas limitatifs, l'estimateur doit juste être capable de prendre en compte les deux dimensions spatiale et temporelle de l'observation $y(t)$. Par exemple, cet estimateur spatio-temporel du dispositif 33 peut être réalisé par un algorithme de type Viterbi spatio-temporel ou des techniques de filtrage en deux dimensions (filtrage transverse, filtrage à retour de décision, annulation d'écho...) dont les filtres sont estimés par des algorithmes de type MMSE, SGLS, RLS, Viterbi, Viterbi à entrées et/ou sorties pondérées...

25 Le système d'émission-réception utilisant de tels estimateurs-démodulateurs 33 fonctionne quel que soit le canal, avec un réseau d'antennes d'émission-réception colocalisé ou non, la modulation étant linéaire ou linéarisable, à mémoire ou sans mémoire, si les P modulateurs-émetteurs présentent une diversité temporelle.

30 En raison de l'introduction de la diversité temporelle, le nombre d'antennes de réception N peut être supérieur, égal ou inférieur au nombre d'antennes d'émission P, en particulier lors de l'utilisation de fréquences porteuses différentes pour chaque antenne émettrice.

 Ce système d'émission-réception permet de transmettre des signaux numériques dans le cas de réseaux non-colocalisés. Il permet aussi

de transmettre des signaux numériques dans le cas de réseaux colocalisés si le nombre P d'antennes d'émission $\{24'...24^P\}$ est inférieur ou égal au nombre de trajets M ($M \geq 1$) d'un signal émis émis par ces antennes d'émission sur le canal de transmission ($P \leq M$), mais aussi si le nombre P d'antennes d'émission $\{24'...24^P\}$ est supérieur ou égal au nombre de trajets M ($P \geq M$).

Ce système d'émission-réception permet de choisir la transmission, soit des signaux numériques de plusieurs utilisateurs, soit des signaux numériques à haut débit pour un utilisateur. Il est bien adapté pour tout type de réseau utilisant plusieurs antennes d'émission nécessitant de pouvoir choisir entre une transmission faible, moyen ou haut débit pour, par exemple, la téléphonie, la radiodiffusion, la télévision, la transmission de données numériques interactives (Internet)... quel que soit le réseau utilisé comme, par exemple, le réseau radio, satellite...., dans un milieu de transmission générateur ou non de réflexions multiples.

REVENDICATIONS

1. Système d'émission de signaux numériques comportant :

- un codeur espace-temps (1) recevant un flux de données à émettre $d[i]$, mettant ces données $d[i]$ sous forme de vecteurs de symboles $m[k]$ de dimension P ($P > 1$) et délivrant lesdits vecteurs de symboles $m[k]$, et
- P modulateurs-émetteurs $\{2^P\}_{(1 \leq p \leq P)}$, recevant chacun une des composantes du vecteur de symboles $m[k]$ en sortie du codeur espace-temps (1), appliquant la constellation d'une modulation pré-déterminée audit symbole $m_p[k]$, et transformant le symbole $a_p[k]$ obtenu en un signal $s_p(t)$ émis sur ladite antenne (24^P) reliée au dit émetteur (2^P)

caractérisé en ce que les émetteurs sont adaptés pour émettre les signaux $s(t)$ avec une diversité temporelle.

2. Système d'émission selon la revendication 1 caractérisé en ce que ces P modulateurs-émetteurs $\{2^P\}$:

- produisent chacun un symbole $a_p[k]$ en parallèle à l'instant k ,
- constituent chacun un filtre de fonction $h_p(t)$, tel que la fonction $h_p(t)$ de l'émetteur (2^P) soit différente de celles des autres émetteurs $\{2^q\}_{(q \neq p)}$: $h_1(t) \neq h_2(t) \neq \dots \neq h_P(t)$,
- délivrent chacun à leur antenne d'émission respective (24^P) le signal $s_p[k]$ correspondant au moins au filtrage par la fonction $h_p(t)$ des symboles $a_p[k]$.

3. Système d'émission selon la revendication précédente caractérisé en ce que la fonction $h_p(t)$ a une ou plusieurs des caractéristiques suivantes:

- une forme d'onde h quelconque identique ou non à celle de la fonction $h_q(t)$ de l'émetteur (2^q , $q \neq p$) et un retard τ_p retardant l'émission du symbole $a_p[k]$ reçu de ladite durée τ_p , tel que la fonction $h_p(t) = h(t - \tau_p)$ avec $\tau_1 \neq \tau_2 \neq \dots \neq \tau_P$ quelque soit p ($1 \leq p \leq P$),
- une forme d'onde h quelconque identique ou non à celle de la fonction $h_q(t)$ de l'émetteur (2^q) ($q \neq p$) et un décalage en fréquence f_p

tel que la fonction du filtre $h_p(t) = h \cdot \exp(j2\pi f_p t)$ avec $f_1 \neq f_2 \neq \dots \neq f_p$ quelque soit p ($1 \leq p \leq P$),

- une forme d'onde h_p avec $h_1 \neq h_2 \neq \dots \neq h_p$ quel que soit p ($1 \leq p \leq P$) (forme de type NRZ, Nyquist de roll-off α ou α_p ...)

5 4. Système d'émission selon l'une des revendications précédentes caractérisé :

- en ce que ledit codeur espace temps (1) comporte au moins un démultiplexeur à P voies (11) délivrant un vecteur de symboles $\underline{m}[k]$ et/ou au moins un ou plusieurs des dispositifs suivants:

10

- un codeur (12^P) délivrant un vecteur de symboles $\underline{c}[k]$,
- un dispositif (13) permettant d'ajouter au moins une séquence d'apprentissage app connue du récepteur aux vecteurs de symboles utile $\underline{m}[k]$ ou codés $\underline{c}[k]$ afin de former les vecteurs de symboles $\underline{v}[k]$,

15

- et/ou en ce que chaque modulateur-émetteur (2^P) comporte un ou plusieurs des dispositifs suivants:

- un modulateur linéaire ou linéarisable,
- un modulateur à ou sans mémoire temporelle,
- un modulateur BPSK ou GMSK,

20

- un dispositif d'application de la constellation de ladite modulation prédéterminée (21^P) aux symboles reçus $v_p[k]$ délivrant les symboles $a_p[k]$,

25

- un dispositif permettant d'ajouter au moins la $p^{\text{ème}}$ composante d'une séquence d'apprentissage app connue du récepteur aux symboles $a_p[k]$,

- un filtre (22^P) filtrant les symboles constellés $a_p[k]$,
- un filtre (22^P) filtrant le vecteur de symboles suréchantillonnes

$$\underline{u}_p^K(t = kT_s + i) = \begin{bmatrix} u_p(t) \\ \vdots \\ u_p(t - K + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{0}, \\ \underline{a}_p[k] \\ \underline{0}_{T_s-1} \\ \underline{a}_p[k-1] \\ \vdots \end{bmatrix} \text{ pour } 0 \leq i < T_s$$

avec $\underline{0}_T = [0 \ \dots \ 0]^T$ et $\dim(\underline{0}_T) = T \times 1$ avec $T = i$ ou $T = T_s - 1$

- un élément (23^e) de mise sur la fréquence porteuse f_0 du signal à émettre.

5. Procédé d'émission de signaux numériques comportant :

- une étape de codage espace-temps comportant au moins la mise sous forme de vecteurs de symboles $\underline{m}[k]$ de dimension P ($P > 1$) du flux de données à émettre $d[i]$, et
- une étape de modulation-émission comportant au moins:
 - l'application en parallèle de la constellation d'une modulation pré-déterminée aux P symboles $\underline{m}[k]$,
 - l'émission en parallèle des P signaux $\underline{s}(t)$ obtenus à partir des symboles constellés $\underline{a}[k]$ en P points spatialement distincts,

10 caractérisé en ce que l'étape de modulation-émission est adaptée pour émettre les signaux $\underline{s}(t)$ avec une diversité temporelle.

6. Procédé d'émission selon la revendication précédente

15 caractérisé en ce que, l'étape de modulation-émission, comporte, en outre, au moins, sur chaque voie p ($1 \leq p \leq P$), un filtrage des symboles $a_p[k]$ délivrant un signal $s_p(t)$ tel que le filtrage de la voie p soit différent de celui effectué sur les $P-1$ autres voies parallèles.

7. Procédé d'émission selon la revendication précédente

20 caractérisé en ce que ledit filtrage effectué sur la voie p a une ou plusieurs des caractéristiques suivantes:

- une forme d'onde h quelconque identique ou non à celle de la voie q , quels que soient p et q ($1 \leq q \neq p \leq P$) et un retard d'une durée τ_p différente de celle de la voie q ,
- une forme d'onde h quelconque identique ou non à celle de la voie q , quel que soit p et q ($1 \leq q \neq p \leq P$) et un décalage en fréquence f_p différent de celui de la voie q ,
- une forme différente h_p de celle de la voie q , quel que soit p et q ($1 \leq q \neq p \leq P$).

30 8. Estimateur-démodulateur recevant en parallèle N signaux $\underline{y}(t)$ formés de L échantillons caractérisés en ce que ces signaux $\underline{y}(t)$ constituent une observation spatio-temporelle car chacune des N composantes spatiales comporte L échantillons.

9. Estimateur-démodulateur recevant en parallèle N signaux $\underline{y}(t)$

35 formés de L échantillons résultant de l'émission de signaux numériques par

un système d'émission selon l'une des revendication 1 à 4 caractérisés en ce que ces signaux $y(t)$ constituent une observation spatio-temporelle car chacune des N composantes spatiales comporte L échantillons.

10. Estimateur-démodulateur des signaux émis par un émetteur
 5 selon l'une des revendications 8 ou 9 caractérisé en ce qu'il comporte au moins les dispositifs suivants:

- un estimateur (334) de filtre de Wiener bi-dimensionnel,
- ledit filtre (331) bi-dimensionnel estimé \hat{W}_Q recevant les observations $y(t)$ et l'estimation des coefficients dudit filtre \hat{W}_Q ,
- 10 • un détecteur (332) de l'état de modulation des symboles estimés $\hat{a}[k] = \hat{W}_Q y(t)$ délivrant les symboles détectés $\hat{a}[k]$, puis
- un démodulateur (333) délivrant les symboles $\hat{v}[k]$,

11. Estimateur-démodulateur des signaux émis par un émetteur selon l'une des revendications 8 ou 9 caractérisé en ce qu'il comporte au moins les dispositifs suivants:

- un premier filtre (331B) bi-dimensionnel récursif \hat{H}_y^a recevant ladite estimation de ses coefficients et les symboles déjà détectés $\hat{a}(k-Q) \dots \hat{a}(k-J+1)$,
- un sommateur permettant d'ôter le vecteur résultat du premier filtre aux observations reçues $y(t)$ et d'obtenir $y_Q(t)$,
- un second filtre (331T) bi-dimensionnel transverse \hat{W}_Q recevant $y_Q(t)$ et ladite estimation de ses coefficients, et délivrant les symboles reçus estimés $\hat{a}_Q[k]$,
- un détecteur (332) de l'état de modulation des symboles estimés $\hat{a}[k] = \hat{W}_Q y_Q(t)$ délivrant les symboles détectés $\hat{a}[k]$, puis
- un démodulateur (333) délivrant les symboles $\hat{v}[k]$,
- un estimateur (334) des coefficients \hat{W}_Q du filtre transverse (331T) et \hat{H}_y^a du filtre récursif (331B).

12. Estimateur-démodulateur des signaux émis par un émetteur
 30 selon l'une des revendications 8 ou 9 caractérisé en ce qu'il comporte au moins un estimateur-démodulateur bi-dimensionnel des symboles $\{a[k] \dots a[k-J+1]\}$ utilisant un algorithme de Viterbi.

13. Estimateur-démodulateur selon l'une des revendications 10 à 12 caractérisé en ce qu'il a une ou plusieurs des caractéristiques suivantes :

- l'estimateur (334) de filtre est un estimateur soit au sens du maximum de vraisemblance, soit au sens des moindres carrés, soit utilisant un algorithme de Viterbi,
- le démodulateur (333) correspond à une modulation d'un ou plusieurs des types suivants: linéaire, linéarisable, à mémoire temporelle, sans mémoire temporelle, BPSK, GMSK,
- au moins une partie des signaux reçus $y(t)$ constitue une séquence d'apprentissage app connue dudit estimateur-démodulateur permettant une ou plusieurs des opérations suivantes :
 - l'estimation dudit filtre (331),
 - l'estimation au sens des moindres carrés dudit filtre récursif (331B) tel que ses coefficients \hat{H}_y^Q soient les Q premières colonnes de la matrice $\hat{H}_y = R_{y_{app}, y_{app}} R_{app, app}^{-1}$,
 - l'estimation avec la méthode du forçage à zéro dudit filtre transverse (331T) tel que ses coefficients soient $\hat{W}_a = (H_y^a H_y^a)^{-1} H_y^a$,
 - l'estimation avec la méthode de Wiener au sens du maximum de vraisemblance dudit filtre (331T) tel que ses coefficients soient $\hat{W}_o = R_{app, y} R_{y, y}^{-1}$,
 - l'initialisation de l'estimation du ou desdits filtres (331 ou 331T et 331B),
 - l'initialisation dudit filtrage (331B),
 - l'initialisation de l'algorithme de Viterbi de l'estimateur-démodulateur (33).

14. Système de réception de signaux numériques comportant :

- un récepteur (3) comportant au moins un réseau de N antennes de réception et un estimateur-démodulateur (33) selon l'une des revendications 8 à 13, et
- un décodeur espace-temps (4)

caractérisé en ce que

- ledit récepteur (3) comporte au moins:

- N dispositifs de réception $\{31^n\}_{(1 \leq n \leq N)}$, comportant au moins un élément permettant de mettre en bande de base le signal reçu, délivrant un vecteur d'observations $\underline{x}(t)$ de dimension N,
- un fenêtrleur (32) produisant à partir des observations $\underline{x}(t)$ les observations discrètes $\underline{x}[kTs+i]$ avec $t=kTs+i$ et $0 \leq i < Ts$ sachant que les observations $\underline{x}[kTs+i]$ dépendent des vecteurs de symboles émis $\underline{a}[k]$ jusqu'à $\underline{a}[k-L+1]$, et délivrant une observation

5

$$\text{spatio-temporelle } \underline{y}(t) = \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}(t-1) \\ \vdots \\ \underline{x}(t+L-1) \end{bmatrix} \text{ à partir des } N \text{ observations}$$

$\underline{x}(t)$,

10 • et/ou le décodeur espace-temps (4) comporte au moins un ou plusieurs des dispositifs suivants:

- un élément (41) capable d'ôter les séquences d'apprentissage app,
- un décodeur (42) à P voies en entrée/sortie,
- 15 - un multiplexeur (43) à P voies en entrée.

15. Procédé d'estimation et de démodulation comportant une étape de réception en parallèle de N signaux $\underline{y}(t)$ caractérisé en ce que l'observation $\underline{y}(t)$ est spatio-temporelle car chacune des N composantes spatiales comporte L échantillons.

20 16. Procédé d'estimation et de démodulation comportant une étape de réception en parallèle de N signaux $\underline{y}(t)$ résultant de l'émission suivant le procédé d'émission de l'une des revendication 5 à 7 caractérisé en ce que l'observation $\underline{y}(t)$ est spatio-temporelle car chacune des N composantes spatiales comporte L échantillons.

25 17. Procédé d'estimation et de démodulation selon l'une des revendications 15 ou 16 caractérisé en ce qu'il utilise l'un des algorithmes bidimensionnels suivants :

- un algorithme d'estimation direct des $\underline{a}[k]$ au sens des moindres carrés à partir de l'observation $\underline{y}(t)$,

- un algorithme à retour de décision, c'est à dire utilisant des vecteurs de symboles démodulés pour l'estimation au sens des moindres carrés,
- un algorithme de Viterbi.

5 18. Procédé d'estimation et de démodulation selon la revendication 17 caractérisé en ce que :

- la démodulation effectuée sur les symboles estimés correspond à une modulation linéaire ou linéarisable à ou sans mémoire temporelle ou BPSK ou GMSK,
- 10 • et/ou qu'au moins une partie des signaux reçus constitue une séquence d'apprentissage utilisée par lesdits algorithmes.

15 19. Système de transmission de signaux numériques comportant au moins un système d'émission selon l'une des revendications 1 à 4, et un système de réception soit comportant un estimateur-démodulateur selon l'une des revendications 8 à 13, soit selon la revendication 14 caractérisé en ce qu'il comporte, en outre, au moins un canal de transmission tel qu'un signal émis $s_p(t)$ par ledit système d'émission suivent M trajets distincts ($M \geq 1$) dans ledit canal de transmission avant d'atteindre ledit système de réception.

20 20. Système de transmission selon la revendication précédente caractérisé en ce que le nombre d'antennes d'émissions P dudit système d'émission est supérieur ou égal au nombre de trajets M ($P \geq M$).

25 21. Système de transmission selon la revendication précédente caractérisé en ce que le nombre d'antennes d'émissions P dudit système d'émission est inférieur ou égal au nombre de trajets M ($P \leq M$).

30 22. Utilisation du système d'émission selon l'une des revendications 1 à 4 et du système de réception soit comportant un estimateur-démodulateur selon l'une des revendications 8 à 13, soit selon la revendication 14 à la transmission de signaux numériques sur un canal de transmission tel que qu'un signal émis $s_p(t)$ par ledit système d'émission suivent M trajets distincts ($M \geq 1$) dans ledit canal de transmission avant d'atteindre ledit système de réception et que le nombre d'antennes d'émissions P dudit système d'émission est supérieur ou égal au nombre de trajets M ($P \geq M$).

35 23. Utilisation du système d'émission selon l'une des revendications 1 à 4 et du système de réception soit comportant un

estimateur-démodulateur selon l'une des revendications 8 à 13, soit selon la revendication 14 à la transmission de signaux numériques sur un canal de transmission tel que qu'un signal émis $s_p(t)$ par ledit système d'émission suivent M trajets distincts ($M \geq 1$) dans ledit canal de transmission avant d'atteindre ledit système de réception et que le nombre d'antennes d'émissions P dudit système d'émission est supérieur ou égal au nombre de trajets M ($P \leq M$).

5

1/2

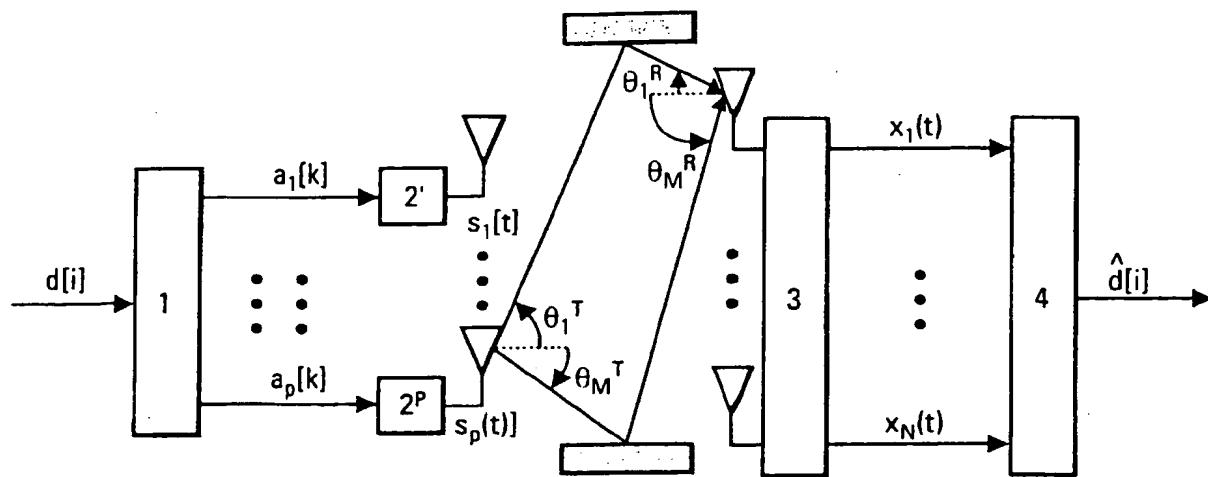


Fig. 1

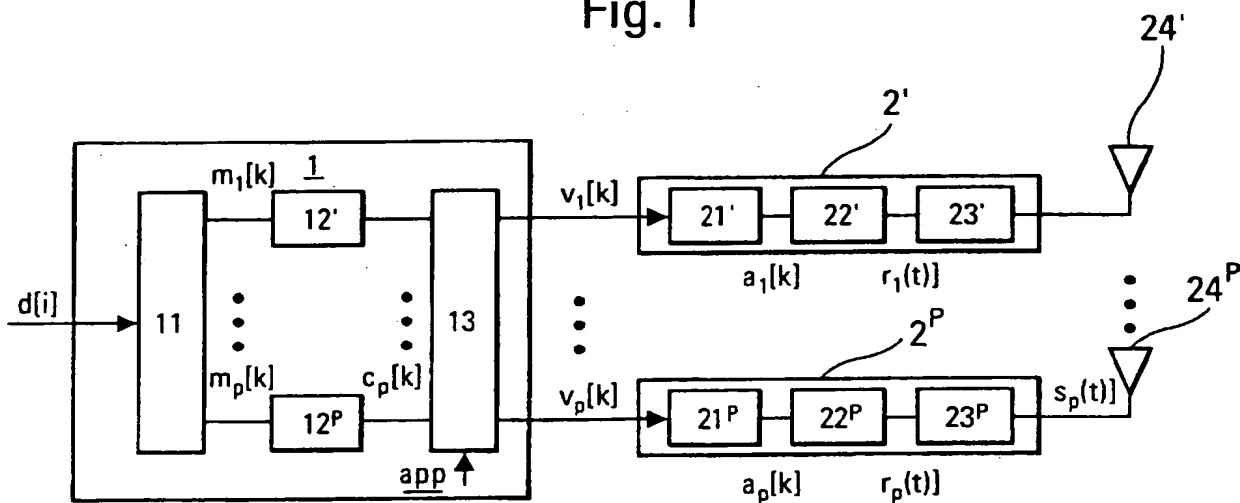


Fig. 2

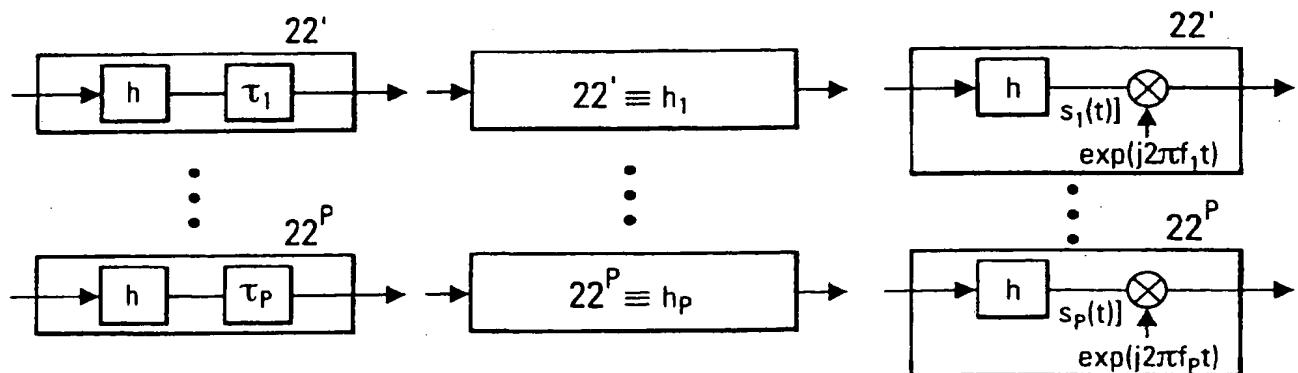


Fig. 3a

Fig. 3b

Fig. 3c

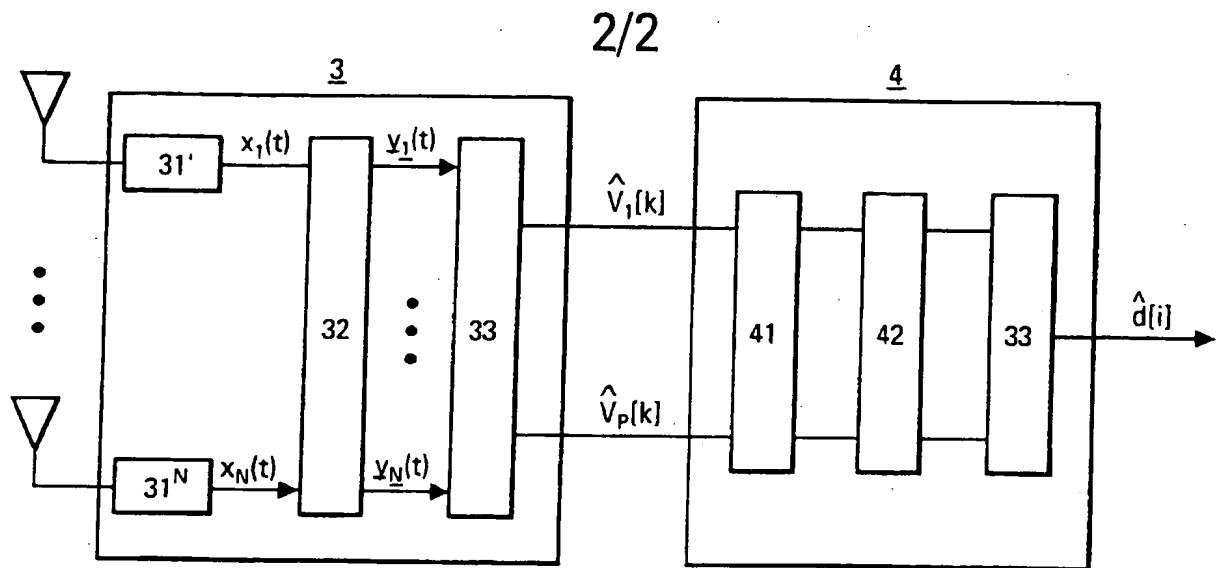


Fig. 4

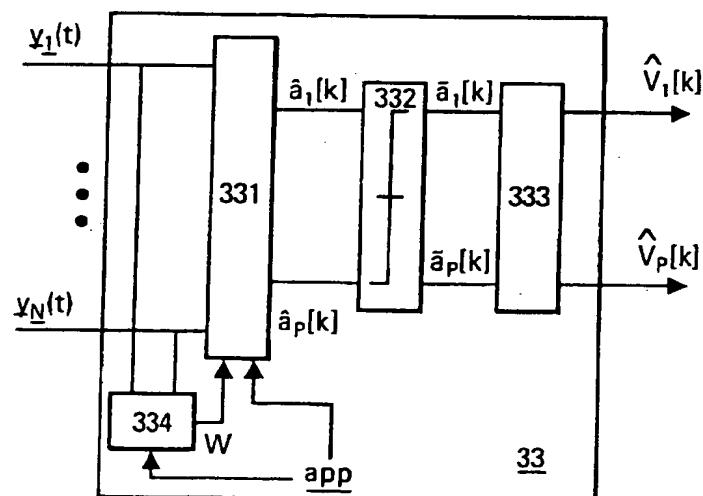


Fig. 5a

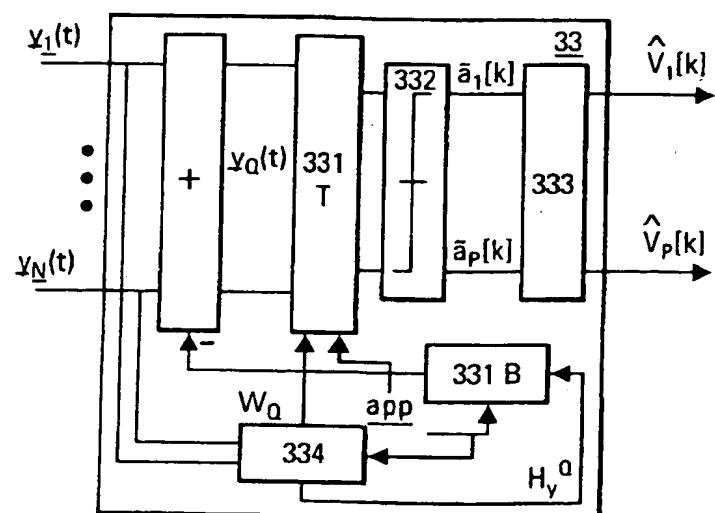


Fig. 5b

**RAPPORT DE RECHERCHE
 PRÉLIMINAIRE**

 établi sur la base des dernières revendications
 déposées avant le commencement de la recherche

2810175

N° d'enregistrement
 nationalFA 594705
 FR 0008688

| DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS | | Revendication(s) concernée(s) | Classement attribué à l'invention par l'INPI |
|---|--|-----------------------------------|--|
| Catégorie | Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes | | |
| X | WO 97 41670 A (AT & T CORP) 6 novembre 1997 (1997-11-06) * page 8, ligne 3 - page 12, ligne 36 * * figure 3 * --- | 1-3, 5-10, 15-23 | H04B7/04 H04L1/06 H03M13/41 |
| A | NAGUIB A F ET AL: "SPACE-TIME CODED MODULATION FOR HIGH DATA RATE WIRELESS COMMUNICATIONS" PHOENIX, ARIZONA, NOV. 3 - 8, 1997, NEW YORK, IEEE, US, 3 novembre 1997 (1997-11-03), pages 102-109, XP000737596 ISBN: 0-7803-4199-6 * le document en entier * --- | 1-23 | |
| A,D | WOLNIANSKY P W ET AL: "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel" PROCEEDINGS URSI INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SIGNALS SYSTEMS AND ELECTRONICS, XX, XX, 29 septembre 1998 (1998-09-29), pages 295-300, XP002148721 * sections 2, 3 * --- | 1-23 | DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.Cl.7) |
| A,D | GOLDEN G D ET AL: "DETECTION ALGORITHM AND INITIAL LABORATORY RESULTS USING V-BLAST SPACE-TIME COMMUNICATION ARCHITECTURE" ELECTRONICS LETTERS, IEE STEVENAGE, GB, vol. 35, no. 1, 7 janvier 1999 (1999-01-07), pages 14-16, XP000876238 ISSN: 0013-5194 * le document en entier * --- | 1-23 | H04L |
| 1 | | Date d'achèvement de la recherche | Examinateur |
| | | 15 juin 2001 | Ghigliotti, L |
| CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS | | | |
| X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrrière-plan technologique O : divulgation non écrite P : document intercalaire | | | |
| T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant | | | |